

ARRAY RETRODIRECTIVO CON MEZCLA SUBARMÓNICA SIN POLARIZACIÓN

Alejandro de Diego Martínez
Departamento de Ingeniería de
Comunicaciones
Universidad de Cantabria
e-mail :
adediego@dicom.unican.es

José Ángel García García
Departamento de Ingeniería de
Comunicaciones
Universidad de Cantabria
e-mail :
joseangel.garcia@unican.es

Abstract- A novel phase conjugator for retrodirective array applications is presented in this paper. Such conjugator provides good operation, in terms of conversion efficiency, with no need of DC biasing. That is made possible thanks to the use of E-PHEMT transistors, whose characteristics are exploited in order to obtain a resistive mixing function in the desired $V_{GS} = V_{DS} = 0V$ point. The proposed solution is validated through the successful implementation of a four element retrodirective array.

I. INTRODUCCIÓN

Los arrays retrodirectivos están siendo de gran interés en los últimos años. Ofrecen una solución compacta y de bajo coste al proceso de retransmitir automáticamente una señal de respuesta hacia el interrogador, sin ningún conocimiento previo del ángulo de incidencia. Se han propuesto diferentes aplicaciones en RADAR, RFID, sistemas móviles digitales de comunicación, etc [1]-[5].

La conjugación de fase con mezcla heterodina, propuesta por Pon [2], se perfila como el tipo de solución más prometedor. Posibilita la implementación de arrays con conformación de haz al igual que permite el envío de información en la señal de respuesta. Han sido propuestos diferentes tipos de soluciones para el conjugador de fase, bien usando diodos sin polarizar [3], bien con mezcladores a FET polarizados [4]. El uso de diodos impone generalmente la necesidad de emplear niveles de OL considerables. Por otra parte, se obtienen características pobres en cuanto a pérdidas de conversión, conversión del ruido AM del oscilador local, figura de ruido y linealidad. Los mezcladores a FET, sin embargo, necesitan una o dos fuentes de alimentación de DC, incrementando la complejidad del array. En algunas aplicaciones, donde se pueda desear operación sin empleo de polarización, sus buenas características en el tratamiento de la señal no sirven de nada. Debido a ello, independientemente del dispositivo a emplear, las topologías subarmónicas son muy valoradas, ya que evitan el uso de una señal de bombeo al doble de la frecuencia de la banda de operación [5].

En este artículo, se propone un novedoso conjugador de fase balanceado, basado en mezcladores resistivos

subarmónicos. Las particularidades de la introducción de los transistores pseudomórficos de alta movilidad electrónica de enriquecimiento o E-PHEMT, posibilitan la operación sin polarización.

En la sección II, se muestran detalles sobre el comportamiento no lineal de los dispositivos E-PHEMT, justificando su uso en condiciones de no polarización. Más tarde, en la sección III, se describe el diseño y comportamiento del conjugador subarmónico propuesto. En la sección IV, se presentan los diagramas monoestático y biestático medidos para el array de cuatro elementos. Finalmente son comparados con aquellos predichos usando un refinamiento de la predicción teórica.

II. COMPORTAMIENTO NO LINEAL DE UN DISPOSITIVO E-PHEMT COMO RESISTOR CONTROLADO POR TENSIÓN

Los mezcladores resistivos a FET se presentan como soluciones apropiadas para implementar conjugadores de fase compactos, debido a que los puertos de RF e IF comparten el mismo terminal del dispositivo (el drenador) [6].

La mezcla resistiva se basa en el control que ejerce la tensión de puerta sobre la conductancia de salida del dispositivo cuando el FET está funcionando con $V_{DS} = 0V$. Estos mezcladores presentan bajas pérdidas de conversión, buen aislamiento OL a RF y OL a IF, baja conversión del ruido AM del OL y la más alta linealidad [6]. Así mismo, necesitan un nivel de OL bajo, especialmente con el empleo de la familia de dispositivos HEMT. Aunque estos mezcladores no consumen potencia de DC, sí requieren una fuente de alimentación negativa en puerta para asegurar su funcionamiento adecuado. La necesidad de esa fuente de tensión negativa es debida al hecho de que un punto óptimo de funcionamiento en términos de eficiencia de conversión puede relacionarse con un máximo en la amplitud del coeficiente de primer orden de la expansión en serie de Fourier de la forma de onda variante en el tiempo de la conductancia de salida, $G_{ds}(t)_{OL}$. Un análisis simplificado de tal mezclador usando las series de Volterra variantes en el tiempo, donde los elementos reactivos han sido omitidos, conduce a la expresión para la ganancia de conversión (1) donde R_s y R_d son parásitos del dispositivo, Z_{RF} y Z_{IF} son las impedancias de RF e IF, mientras que G_{ds1} y G_{ds0} son los

coeficientes fundamentales y de DC de la expansión en serie de Fourier de $Gds(t)$.

$$CG \approx \frac{4 \cdot |Gds_1|^2 \cdot \text{Re}\{Z_{RF}\} \cdot \text{Re}\{Z_{IF}\}}{|1 + Gds_0 \cdot (Rd + Rs + Z_{RF})|^2 \cdot |1 + Gds_0 \cdot (Rd + Rs + Z_{IF})|^2} \quad (1)$$

La evolución de $|Gds_1|$ con la tensión puerta a fuente y el nivel de potencia de OL es compleja. En los transistores de deplexión, el óptimo de conversión aparece en el valor negativo de pinch-off, para niveles de OL pequeños. Cuando aumenta la excursión de la señal de OL, el valor máximo crece y el óptimo de conversión aparece a lo largo de un rango de voltajes mayor, ligeramente desplazado por debajo de pinch-off.

Se realizó una caracterización no lineal detallada del dispositivo E-PHEMT [7]. La evolución de Gds con V_{GS} en $V_{DS} = 0V$, se usó para calcular el comportamiento de las pérdidas de conversión con la tensión de polarización puerta a fuente y el nivel de potencia de OL, constatándose con los resultados obtenidos lo anteriormente expuesto.

Con bajos niveles de bombeo, el máximo valor aparece en el voltaje umbral del dispositivo. Este punto coincide con el pico en $Gmd = \partial Gds / \partial Vds$, como podría ser esperado según [8]. Teniendo esta tecnología una tensión umbral ligeramente positiva, se puede comprender perfectamente que incrementando el nivel de OL es posible obtener una ganancia de conversión óptima en $V_{GS} = 0V$. De este modo, los mezcladores resistivos con transistores E-PHEMT pueden ser empleados en condiciones de no polarización con óptimas características de conversión.

III. CONJUGADOR DE FASE SUBARMÓNICO A E-PHEMT

Con un conjugador de fase basado en mezclador subarmónico se evita el uso de una señal de OL al doble de frecuencia de la señal de interrogación. Al estar la señal de OL en la misma banda que las señales de RF e IF, el elemento de antena usado para la interrogación y respuesta, podría emplearse incluso para realizar algún tipo de distribución espacial de OL.

A. Mezclador resistivo subarmónico a E-PHEMT

Se puede implementar un mezclador resistivo a FET usando dos mezcladores resistivos conectados en paralelo por el drenador, pero excitados con señales de OL en oposición de fase. Funcionando de este modo, la condición de conversión subarmónica óptima coincide con la que asegura el máximo valor de $|Gds_1|$ en ambos transistores [6]. Esto quiere decir que un mezclador subarmónico a E-PHEMT puede ser operado perfectamente sin polarizar.

Tal mezclador fue diseñado e implementado, para trabajar en la banda de 900 MHz. En la Fig. 1 se muestra su esquema simplificado.

Para optimizar el rendimiento del mezclador, se extrajo un modelo no lineal adecuado para el dispositivo E-PHEMT empleado, basado en la solución propuesta en [8]. En las simulaciones realizadas a partir de este modelo, reflejadas en la Fig. 2, se puede comprobar dicha posibilidad de operación sin polarización del mezclador resistivo subarmónico. Para asegurar un buen aislamiento de OL hacia el puerto RF/IF, los terminales de drenador se colocan bien cerca,

garantizando que la tierra virtual debida a la excitación de OL con oposición de fase se produce en esos terminales. Se usan choques de RF en los terminales de puerta y de drenador para garantizar $V_{GS} = V_{DS} = 0V$. Se eligió un balun Anaren 3A425 para proporcionar la excitación de OL adecuada a cada dispositivo, debido a que su estructura con líneas stripline asegura un coeficiente de reflexión de orden impar óptimo hacia los terminales de puerta [6].

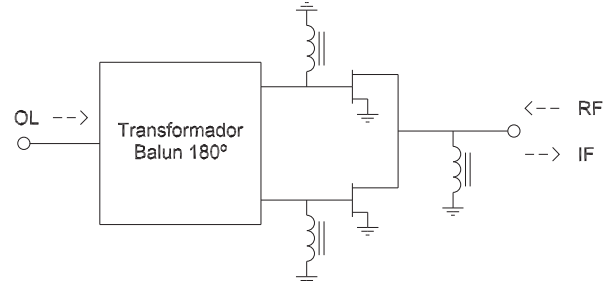


Fig. 1. Esquema simplificado del mezclador resistivo subarmónico.

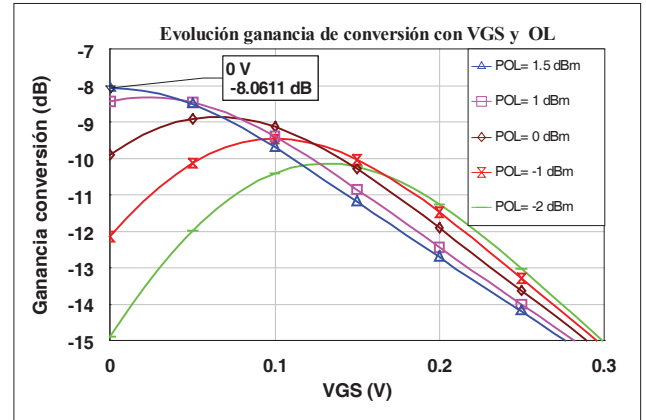


Fig. 2. Evolución de la ganancia de conversión con V_{GS} para distintos niveles de OL.

El circuito implementado fue medido, usando una señal de RF a 976 MHz y una señal de OL a 985 MHz. Los resultados se resumen en la Tabla I.

TABLA I
RESUMEN DE LAS CARACTERÍSTICAS DEL MEZCLADOR

Pol [dBm]	CL [dB]	OL-IF [dB]	RF-IF [dB]
1.5	8.79	17.28	9.92

Las pérdidas de conversión (CL) son bastante buenas para un mezclador subarmónico, que normalmente son de 2 ó 3 dBs más que las de un solo mezclador. Esto también se consigue con un nivel de OL pequeño, gracias a la pequeña diferencia entre la tensión umbral y la tensión que produce el máximo en Gds . La adaptación a RF (aislamiento RF-IF) es pobre, de especial relevancia teniendo en cuenta que esta señal de RF reflejada será retransmitida siguiendo la ley de Snell.

B. Conjugador de fase balanceado

Para reducir el nivel de señal de interrogación parásita retransmitida han sido propuestas diferentes configuraciones balanceadas. La solución en [9] es apropiada para este tipo de mezclador, siendo ésta ligeramente modificada para

nuestro conjuador de fase. En la Fig. 3 se muestra un diagrama simplificado del conjuador.

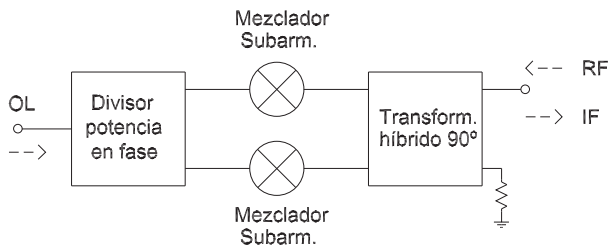


Fig. 3. Diagrama simplificado del conjuador de fase balanceado.

La principal diferencia con la solución en [9] radica en el empleo de un acoplador híbrido de 90° en sustitución de la línea de transmisión con el retardo eléctrico de 90° . Esto se debe al hecho de que en mezcladores subarmónicos no hay ningún interés especial en usar esta línea para cancelar la señal de OL. Por contra, se consigue una operación con mayor ancho de banda usando el híbrido de 90° . En la Fig. 4 se muestra una foto de este conjuador de fase y en la Fig. 5 algunos resultados de medidas para el mismo. Como puede ser apreciado, el aislamiento RF a IF fue incrementado a 29.2 dB, mientras que el rechazo a OL está en torno a 49 dB. El nivel de OL requerido para un comportamiento adecuado sigue siendo menor que el que habitualmente se necesita con soluciones basadas en diodo.

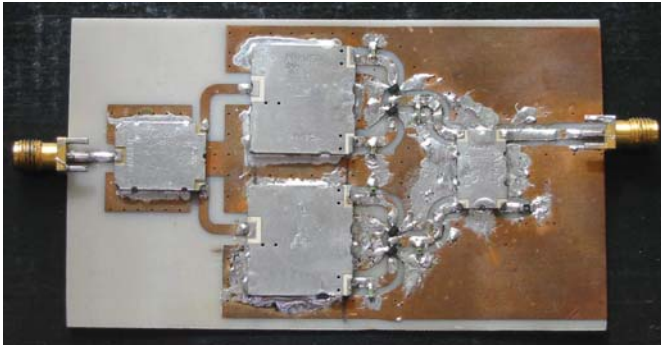


Fig. 4. Elemento conjuador de fase balanceado.

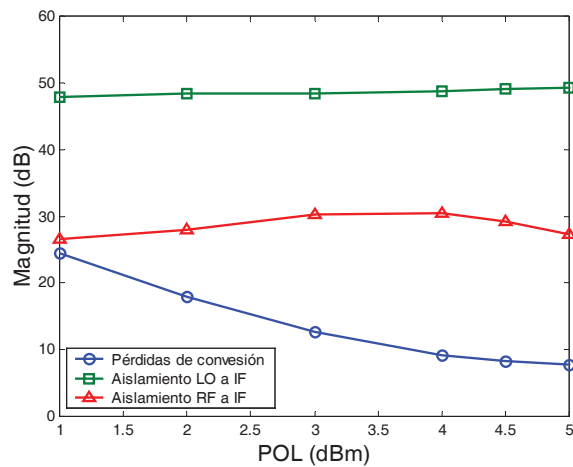


Fig. 5. Valores medidos de las pérdidas de conversión, el aislamiento LO-IF y el aislamiento RF-IF para el mezclador subarmónico balanceado.

IV. ARRAY RETRODIRECTIVO DE CUATRO ELEMENTOS

Se diseñó un prototipo de array retrodirectivo de cuatro elementos para estudiar el comportamiento del conjuador de fase subarmónico sin polarización propuesto.

A. Elemento de antena

Como radiador se eligió un parche cuadrado acoplado por ranura, debido a que proporciona una buena solución cuando se combinan circuitos activos con antenas. Usando una estructura invertida, se obtuvo una alta ganancia de 8.5 dB así como en torno a 20 dB de adaptación en la banda de frecuencia deseada.

B. Array retrodirectivo

El conjuador de fase y el parche radiante se combinaron para formar cada uno de los elementos del array retrodirectivo. Se fijó un espaciamiento de $0.547\lambda_0$ entre elementos, que resultaría en la aparición teórica de lóbulos grating al apuntar con ángulos mayores de 68° respecto a la normal. Aplicando ese valor de espaciamiento en [10], este rango angular se espera que esté por encima del rango que puede proporcionar este array de cuatro elementos. En la Fig. 6 se muestra una fotografía del array retrodirectivo.

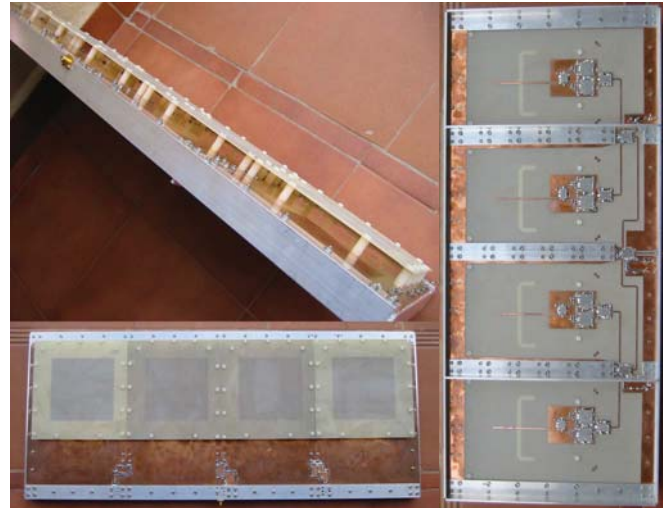


Fig. 6. Vistas en detalle, frontal y trasera del array retrodirectivo construido.

Se midieron los patrones monoestático y biestáticos para estudiar y comprobar la retrodirectividad del array, siguiendo el método que se ilustra visualmente en las Figs. 7a y 7b. Las antenas de transmisión y recepción se situaron a 5 m del array, asegurando condiciones de campo lejano. En la Fig. 8 se muestra el patrón monoestático. Se obtuvo un ancho de haz 3 dB de aproximadamente 74° . En la Fig. 9 se muestran dos patrones biestáticos, cuando se ilumina el array desde la normal y con un ángulo de -45° . Se puede observar buena retrodirectividad para ángulos de llegada entre -45° y 45° , como se podía esperar según [10].

En las Figs. 8 y 9 han sido incluidas estimaciones teóricas de la sección radar (RCS) monoestática y biestática, siguiendo una expresión similar a la usada en [10]. Para mejorar la precisión de la predicción, se hizo algún refinamiento al término A_i , que describe la magnitud de la

señal conjugada, y que realmente sigue una dependencia no lineal con la amplitud de OL. Teniendo en cuenta el comportamiento del mezclador, A_i fue sustituido por,

$$A_i \approx K_{RF/IF}^2 \cdot K_{sh} \cdot CGds_{res} \left(K_{LO} \cdot \frac{V_{LOi}}{\sqrt{2}} \right) \cdot V_{RFi} \quad (2)$$

donde $K_{RF/IF}$ caracteriza las pérdidas lineales en el camino de cada elemento de antena a cada mezclador subarmónico, K_{sh} la diferencia en pérdida de conversión debido a la conexión dual de dispositivos ($\approx 1/\sqrt{2}$), K_{LO} las pérdidas extra en el divisor de potencia en fase de OL, y $CGds_{res}$ la ganancia de conversión de conductancia de un mezclador resistivo ($CGds_{res} = Ids_{IF} / Vds_{RF}$). Este parámetro $CGds_{res}$ sigue una función no lineal con la tensión de OL, y fue evaluado de la ecuación (1), usando,

$$CGds_{res} = \frac{\sqrt{CG}}{2 \cdot \text{Re}\{Z_{RF/IF}\}} \quad (3)$$

Como se puede apreciar, se obtiene una aproximación más cercana, validando el refinamiento que se aplica a la ecuación en [10].

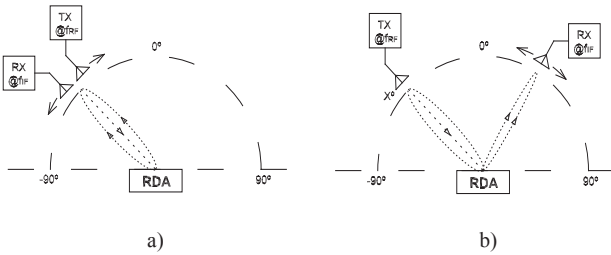


Fig. 7. Proceso de medida de los patrones de radiación: a) monoestático y b) biestático con TX a X° .

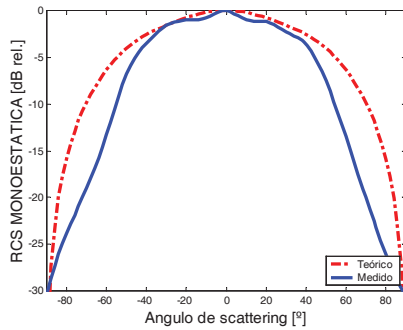


Fig. 8. Patrón de radiación monoestático medido.

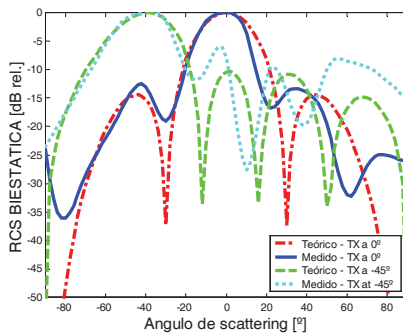


Fig. 9. Patrón de radiación biestático para dos posiciones.

V. CONCLUSIONES

Se ha presentado un novedoso conjugador de fase subarmónico, usando tecnología E-PHEMT. Con él se ha obtenido una buena eficiencia de conversión empleando el transistor en una topología de mezclador resistivo. El nivel de señal de OL requerido está por debajo del que se necesita cuando se usan otros dispositivos en configuración balanceada. Finalmente, se diseñó y probó un array de cuatro elementos, validando la solución propuesta.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado en el marco de la Unidad Asociada CSIC (IFA) y Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria. Está parcialmente subvencionado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (MCyT) a través de TIC 2000-0401-P4-09 y TIC 2002-04084-C03-03 así como por la Red de Excelencia europea TARGET. Además J.A. García agradece al programa Ramón y Cajal del MCyT.

REFERENCIAS

- [1] R. Y. Miyamoto, T. Itoh, "Retrodirective arrays for wireless communications", *IEEE Microwave Mag.*, pp. 71-79, March 2002.
- [2] C. Y. Pon, "Retrodirective array using the heterodyne technique", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 12, pp. 176-180, March 1964.
- [3] C. W. Pobanz and T. Itoh, "A conformal retrodirective array for radar applications using a heterodyne phased scattering element", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Orlando, FL, 1995*, pp. 905-908.
- [4] W. E. Forsyth, and W. A. Shiroma, "A retrodirective antenna array using a spatially fed local oscillator", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 5, pp. 638-640, May 2002.
- [5] T. Brabetz, V. F. Fusco, S. Karode, "Balanced surharmonic mixers for retrodirective-array applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 465-469, Mar. 2001.
- [6] S. A. Maas, *The RF and microwave circuit design cookbook*, Artech House, 1998.
- [7] J. A. García, E. Malaver, L. Cabria, C. Gómez, "Mezcladores simplemente balanceados usando un dispositivo E-PHEMT sin polarización", *XVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI), La Coruña*, Sept. 2003.
- [8] J. A. García, J. C. Pedro, M. L. de la Fuente, N. Borges, A. Mediavilla, and A. Tazón, "Resistive FET mixer conversion loss and IMD optimization by selective drain bias", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no.12, Dec. 1999.
- [9] R. Y. Miyamoto, Y. Quian, and T. Itoh, "An active integrated retrodirective transponder for remote information retrieval-on-demand", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 1658-1662, Sept. 2001.
- [10] B. Y. Toh, V. F. Fusco, N. B. Buchanan, "Assessment of performance limitations of PON retrodirective arrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 10, pp. 1425-1432, Oct. 2002.